# 本格的オーディオ・システム構築へ向けて

## (31) 整流回路の設計法③

石塚 峻

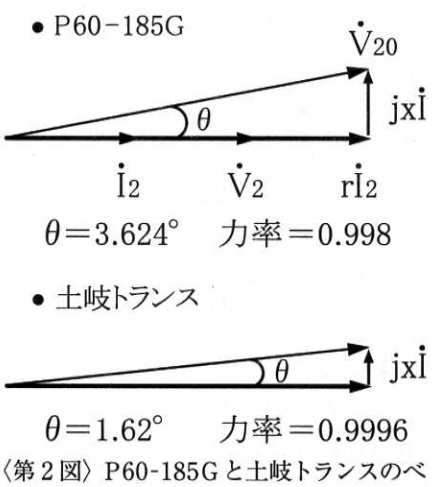
**市販トランスで整流する際にはサプライ・インピーダンスを追加する**

ほとんど手探りで整流電源のありかたについて，私なりの見解を述べてきました．

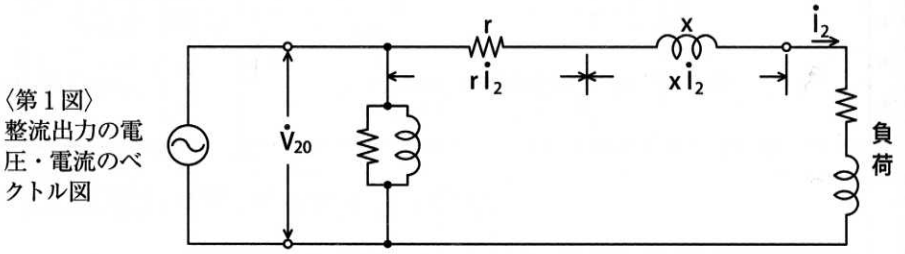
経験則では“リカバリー時間が短い高速ダイオードやtan δがフィルム・コンデンサに近い高性能電解コンデンサ，できればオイル・コン”という方向に目を向けるのはそれこそ枝葉であって，整流回路のよしあしのほとんどは，電源トランスに依存している，というものでした．

この実感からスタートし，トランスの性能とは，力率つまり電流位相ズレの大小らしいと判断しました．

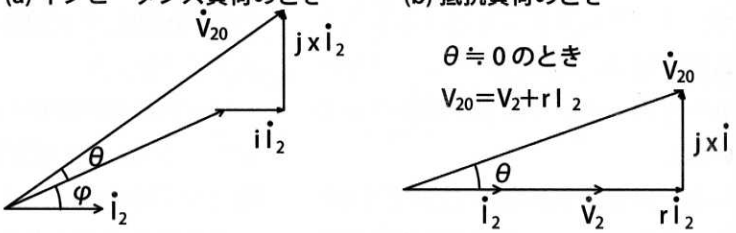
**第1図**に，那須好男氏による前号**第3図**を再掲しますが，これからすると，1960年代の力率0.9という電源トランスの位相ズレは$\cos\theta=0.9$ですから，$\theta=25.84°$という




〈第2図〉P60-185Gと土岐トランスのベクトル図




〈第1図〉整流出力の電圧・電流のベクトル図




●第2，3図とも本誌1993年6月号「鈴木道夫／トランスの基本動作と材料」より

(1960年代のトランスの力率を0.9とすると$\theta=25.84°$．jxİは無効電力)

ことになります．これを作図してみると，“えっ，こんなに大きいのか”と驚くくらいの角度になります．

わずか5VAという小さなトランスのくせに力率が9.998もあったP60-185Gは，**第2図**のように，$\cos\theta=0.998$，$\theta=3.624°$，さらにP60-185Gよりはだいぶん大きい土岐啓太氏が特注した出力段用のトランスは，力率=0.9996，$\theta=1.6206°$という恐ろしく小さな角度に収まっています．

ここで，**第1図**の電圧，電流のベクトル図に注目します．

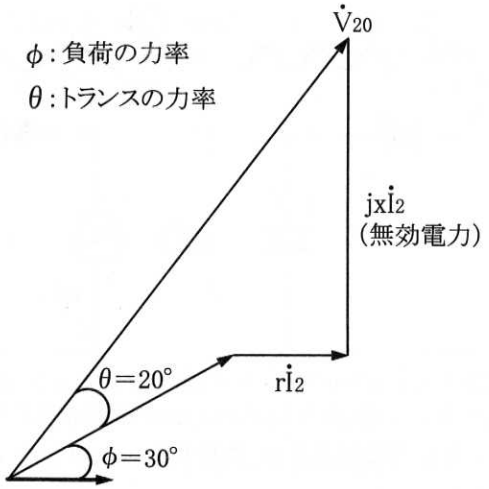
抵抗負荷時の$\theta$はトランスの電流位相角で，$\cos\theta$が力率です．抵抗負荷時の力率は1ですから，位相角$\phi=0$，したがって$\theta$だけしか見えません．$\theta$は分度器を当てて見ると，ちょうど20°でした．とすると，$\cos 20°=0.9297$がこのトランスの力率となります．

ところが，インピーダンス負荷時(力率は1より小さい)の$\theta$は10°しかありません．すると，$\cos\theta=0.9848$です．つまり2つのトランスは異なります．そして$\phi$は30°になっていますから，力率は0.866という極端なインピーダンス負荷です．

では，抵抗負荷で$\theta=20°$のトランスを使ったとして改めて作図してみたのが**第3図**です．なんともひどいことになっている，と見えます．逆にいえば，トランスの力率を小さくできれば，話は簡単になります．

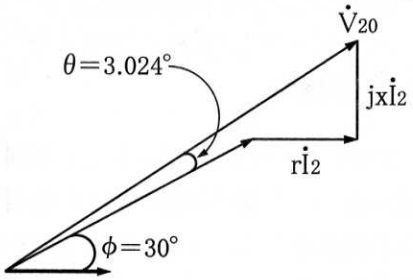
**第4図**を見てください．P60-185Gでは$\theta=3.0624°$，土岐トランスでは$\theta=1.6206°$，それぞれ$\phi=30°$のインピーダンス負荷によるベクトル図を作図してみると，この違い

〈第3図〉▶
$\phi$=30°，$\theta$=20°というトランスの電流のベクトル $jx\dot{I}_Z$ がとんでもない値となっている

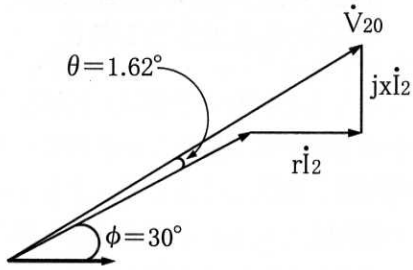



▼〈第4図〉
$\theta$が小さい2つのトランスでは無効電力も極めて小さい

(1) P60-185G




(2) 土岐トランス




は一目瞭然でしょう．

**第5図**のように，トランスの力率が悪い――つまり，電流位相角が大きい――ときはどうにもなりませんから，ともかく負荷の位相角を少しでも引き戻せないかと考えると，サプライ・インピーダンスを増やせばよいことになります．具体的にはダイオードに抵抗を加える，という考えかたです．

となると，真空管の整流も，内部抵抗がサプライ・インピーダンスに加わりますから，本質的に力率を下げる手段でもあったわけです．

**第5図**のようなトランスでもトラブルが生じなかった理由の1つは，1960年代初頭にはまだシリコン・ダイオードの信頼性が十分でなく，真空管アンプでは整流管を使うことが多かったためと考えられます．

私にしても，父親の世代は半導体ダイオードと苦闘していたことを知っていました．私には手に負えませんでした．1950年代末からシリコン・ダイオードを使っていた武末数馬氏を初めとする諸先輩たちは，力率の小さな電源トランスとピーク電流に弱いダイオードを技術力でねじ伏せながら使っていたのです．

1970代に入ると，トランスの力率も改善され始め，整流用ダイオードも，日本製はまだ少し覚束なかったのですが，高価なGI製ならば逆耐圧も十分で，ピークにも十分対応できるものでした．その後日本製が信頼性を得てきたころ，本家GI社が工場を海外移転し，製品の信頼性がガタッと落ちたことがありました．いまでは中国製でも十分な品質になっています．

70年代になると，タンゴやタムラのトランスとGIのダイオードを使えば，あっけなく整流回路を動作させられました．ただし山水ではないS社製品のように，異常な発熱やコアの唸りが日常茶飯のトランスも堂々と売られてもいました．多分，力率=0.9のままだったのでしょう．

あるとき納められた機材が盛大なノイズを出し，明らかな異常動作と判明しましたが，原因はSブランドの電源トランスでした．安価なトランスには弱点もあります．

## 力率と効率は両立しない

はっきりいえば，サプライ・インピーダンスは電力食いなのです．つまり，サプライ・インピーダンスの増加は効率の低下でもあります．電流の位相を戻すために電圧が低下するわけです．シャーデの図表はその辺の事情を余すところなく示しているわけです．

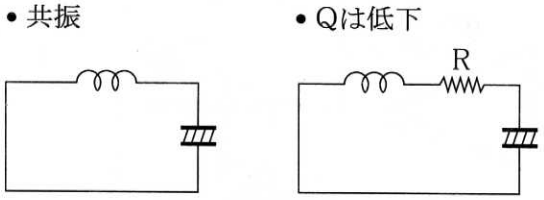
効率を上げたければ，トランスの力率をとにかく大きくしなければなりません．市販のタンゴ・トランスよりも安価な電源トランスで整流する場合には，ダイオードにそれなりの値の抵抗を加えるしか方法はなさそうです．

もう1つ，平滑コンデンサの量を10分の1，あるいはもっと小さくする方法も，また等価的にサプライ・インピーダンスを加えたのと同じことです．しかし，このコンデンサを減らすと，**第6図**のように，整流電源のリップルが無視できなくなります．むかしの人たちは電源のリップルに起因するハムに悩まされていたのです．

## チョーク・インプットの落し穴

「抵抗なんて入れるから発熱して効率も低下するのだ」というご意見ももちろん尊重します．確かに**第7図**のようなチョーク・インプットならば，臨界電流を越えると，0.9Esに収束し，トランスの2次電圧の0.9倍に近づきます．

しかし，これはトランスのプライ・インピーダンスを0に近づけ，チョーク・コイルの巻線抵抗もまた0に




〈第8図〉RによってQは下がる

でなく，同相入力側にも負帰還を同様に与えたくて，本来1端接地の出力を2分割し，中点を接地することにしました．このアイディアは私の発明ではなく，真空管OTLアンプが工夫されていた時代からさまざまな人がそれぞれ考えられていて，武末数馬氏も平衡性の追求からこの回路を試作されたうえで，“浮動電源が必要になるのが問題”と結論づけられていました．わたしも浮動電源には手こずらされましたが，最終版で何とか格好がついた，と思っていました．

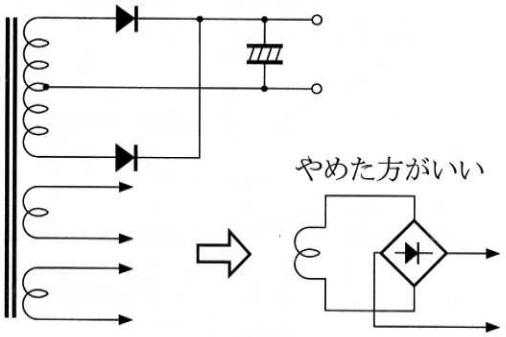
## 片側だけのほうが音がいい

このヘッド・アンプの最終版ではまず接地電源を作り，そこから定電流回路を作りました．このアンプを，単なる浮動電源と負荷抵抗をできる限り小さくして中点を接地した“基準型”と比較すると，7dBほどのイズが低下していました．

差動増幅器はただでさえ静かで，信号にまとわりつくタチの悪いノイズが小さいと聴こえていたのですが，この最終版はとにかくノイズが聴こえにくかったのです．ところが，ステレオにすると，明らかに“音の品位”が落ちるのです．これを聴いて感想を示した一人は“楽器が安物になったような音”と表現，，その場にいた数人が“そのとおりだ”となりました．

ステレオ・ヘッド・アンプではありますが，左右の電源は巻線から分けています．それなのにステレオで音を出すと，片側だけをモノーラル・ヘッド・アンプとした場合に比べて，明らかに“音の元気さ”“ディテールのコントラスト”“音の出際，消え際の明快さ“が後退しています．このステレオとモノーラルの差がわからないとした人は皆無で，ステレオがモノーラルより好かった，といわれたかたもいませんでした．

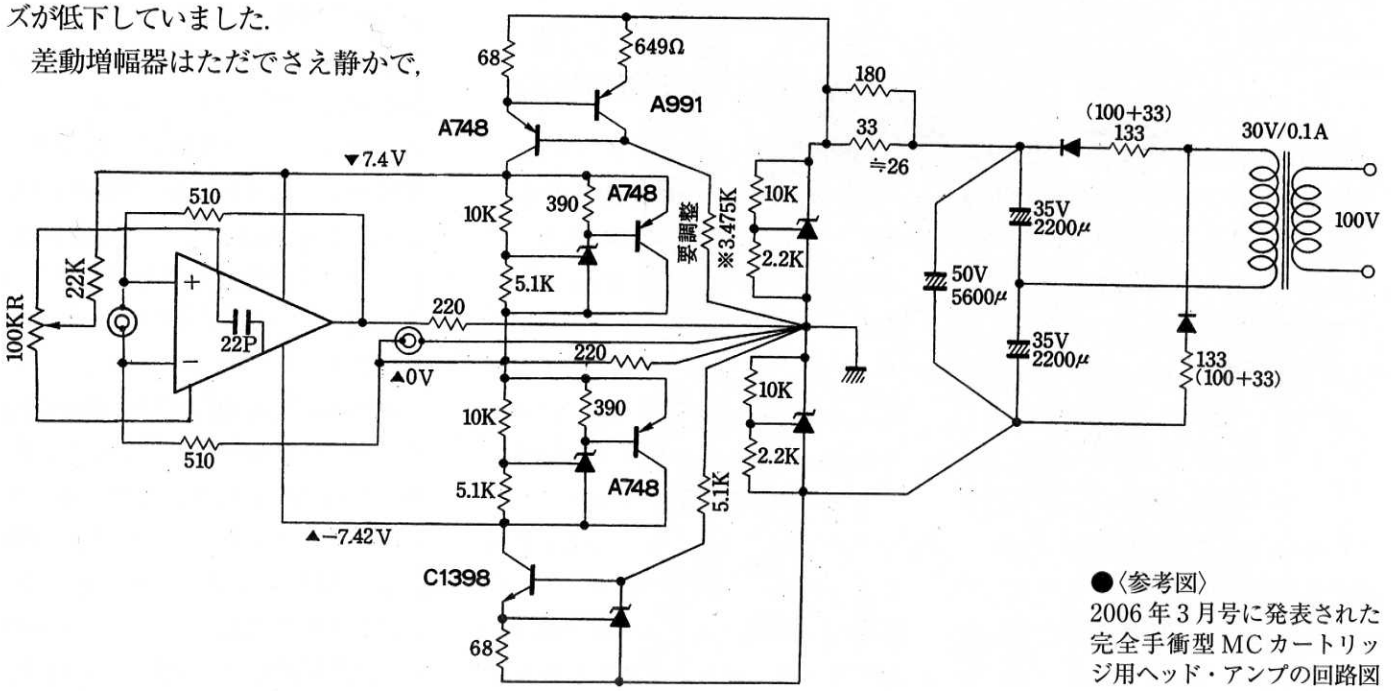
〈第9図〉
ヒータ巻線を整流するのは止めたほうがよい．できればオープンにしておく



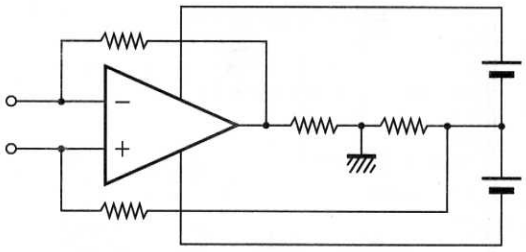

## 左右のアース・ポイントをつないだのが原因

当のI／Vコンバータ型ヘッド・アンプは何人かに貸し出されて音を確かめてもらったのですが，なかに“どうも左右のレベルが違っているのではないか”という意見が出ました．お二人だったのですが，ともにモノーラルで片チャネルだけを使った際に気付かれたもので，ステレオで聴いていてはまったく気付かなかったそうです．そのうち“時としてバリバリという異音がする”という意見があったので，家へ持って帰ってチェックしたのですが，何も起こりません．

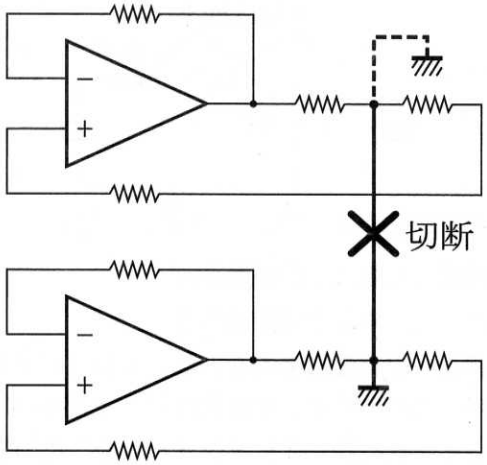
ずいぶんあとになって，定電圧回



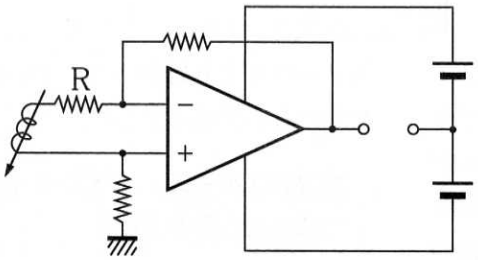

●〈参考図〉
2006年3月号に発表された完全手衡型MCカートリッジ用ヘッド・アンプの回路図



◀〈第10図〉
“強引な”差動入出力I／Vコンバータ




〈第12図〉▶
このアース回路を切断した方が音はよかった




◀〈第11図〉
MCカートリッジが直流抵抗をもつ限り，差動入力にはならない

路の中出力トランジスタを直付けしたヒート・シンクのビス止めがはずれていたことが発覚．電位を持ったヒート・シンクがあちこちに触りまくって怪音・異音の類いを出していたのでした．よく壊れなかったものだ，と感心したくらいに危うい状態でした．

こんなことになっていると，微妙な音の違いを判定しにくくなるのですが，安定なときに気合いを入れて聴くと，たしかに左右のノイズ・レベルが違っていて，しかもノイズの大小が左右チャネルで入れ替わっていました．

あるモノーラル派は「バラックで組んでいた際のほうが音は好かった」と強く主張します．ある日，月例試聴会で思い切って**第12図**のように，左右のアース点，負荷の中点を切ってみました．これで左右のノイズが違ったレベルになるようには聞こえなくなりました．しかし，このアース母線（といってよいかどうか）と付けていた理由は計測時にノイズ・レベルが下がったからでした．つまり，ノイズの大きいほうが音がよかったことになりました．しかし，聴かれたかたがたはノイズが返って小さく，しかも安定になったと判定したのです．

計測時のノイズは無信号のときのノイズです．こちらのNとして出力信号のレベルと比較してSN比が算出されます．この当たり前のノイズに対して信号に同期して聞こえてくるひずみ感のようなノイズがあります．明らかに高調波ひずみがあってもこの手のノイズのように音を混濁させたり，アンサンブルを壊すことはありません．

“こっちが静か”という感想は，“残留ノイズが小さくなった”とはいっておらず，当たり前でないノイズによって楽音が濁らなくなったと評価したものと思います．

## 左右のアース・ポイントをつなぐとノイズが減る理由

“強引な差動出力アンプ”のアース・ポイントは1個所しかありません．それも正負電源の中点ではなく，出力信号の中点に過ぎません．当然，出力が対称であってはマズイのですが，それでもNJM-5534DDを使う限り，少し古いひずみ率計では計測不能なレベルの小さなひずみ率です．

右チャネルの中点と左チャネルの中点の電位の残留ノイズが数dBもの違いがあるはずはないのですが，左右のアースを3.5スクエアの太い線で結ぶと，左右チャネルとも2dB弱のノイズ・レベルが減少していたのです．いけなかったのは，残留ノイズが減少したからといって，聴きもせずにそのまま作業を進めてしまったことです．

音は聴いて判断しなければいけなかったのです．

いつのころからか，前段の動作点をわざとはずしてひずみを極端に増やし，後段のもともと大きなひずみに近づけて，トータルのひずみ率を一気に下げてしまうテクニックが考え出され，いまでもこの手法を採用している人もいます．以前は12BH7がよく使われたものですが，近ごろは，決してオーディオ用には使わなかったリモート・カットオフ管を持ち出す例さえ見たことがあります．

真空管の音の個性や悪い癖はひずみ率の大小ではなく，その球固有のものです．NFBを掛けてもひずみ率は小さくなりますが，固有のクセが減ることはほとんどありません．わざとひずませた異様な個性はそのまま残っています．少なくとも私は使いたくありません．

私もかっては前段をひずませた口でした．ひずみ率計を手に入れると，ついひずみ率を極小化したくなったからです．しかし，一聴して音が変になったと気付いて，止めました．ノイズの打ち消し（?）も，ひずみの打ち消し同様によくなかったのです．